



·粒子束及加速器技术·

# 单谐振腔束团长度监测器耦合结构与仿真<sup>\*</sup>

虞还湘, 孙葆根, 罗 箐, 吴芳芳, 周天雨, 卢 平

(中国科学技术大学 国家同步辐射实验室, 合肥 230029)

**摘 要:** 单谐振腔束团长度监测器利用谐振腔内的两个本征模式测量 ps 量级的电子束团长度, 它的关键是如何将两个不同频率的模式互不干扰地耦合提取出来。为解决这个问题, 基于低通和带通滤波器的理论, 提出了同轴滤波耦合结构和膜片加载波导滤波结构, 借助 CST 微波工作室对滤波器进行建模并仿真得到其 S 参数。为测试耦合器的应用效果, 设计了一套带有该耦合结构的单谐振腔束团长度监测器探头, 根据国家同步辐射实验室基于可调谐红外激光的能量化学研究大型实验装置 FELiChEM 的束流特点, 在 CST 内对所设计的探头进行束流模拟仿真。仿真结果表明, 该耦合器可以实现对特定模式的耦合, 并有效降低其它模式的干扰, 采用同轴滤波耦合结构和膜片加载波导滤波结构的谐振腔监测器可以实现对 FELiChEM 装置束团长度的高精度测量, 测量误差小于 2%。

**关键词:** 谐振腔; 束团长度; 滤波器; CST; 束流; 自由电子激光

中图分类号: TL506

文献标志码: A

doi: 10.11884/HPLPB202234.210261

## Design and simulation of the coupler of single resonant cavity bunch length monitor

Tuo Huanxiang, Sun Baogen, Luo Qing, Wu Fangfang, Zhou Tianyu, Lu Ping

(National Synchrotron Radiation Laboratory, University of Science and Technology of China, Hefei 230029, China)

**Abstract:** The single-cavity bunch length monitor uses two eigenmodes in the resonant cavity to measure the bunch length in the order of picoseconds. The key is how to couple and extract two modes of different frequencies without interfering with each other. To solve this problem, based on the theory of low-pass and band-pass filters, a coaxial filter coupling structure and a diaphragm-loaded waveguide filter structure are proposed. The filters are modeled and simulated in CST Microwave Studio to obtain S parameters. In order to test the effect of the coupler, a bunch length monitor with the coupling structure is designed. According to the beam characteristics of the National Synchrotron Radiation Laboratory based on the tunable infrared laser energy chemistry research large-scale experimental device (FELiChEM), a beam simulation is performed on the designed monitor in CST. The simulation results show that the coupler can realize the coupling of specific modes and effectively reduce the interference of other modes. The resonant cavity monitor adopting the coaxial filter and the diaphragm-loaded waveguide filter can achieve high-precision measurement of the bunch length of the FELiChEM, and the measurement error is less than 2%.

**Key words:** resonant cavity, bunch length, filters, CST, beam, free electron laser

FELiChEM 是中国科学技术大学国家同步辐射实验室已建成的大型实验装置, 其核心设备是两个能产生中红外和远红外激光的自由电子激光振荡器, 该装置脉冲强度高, 波长连续可调, 束团长度在 ps 量级<sup>[1]</sup>。基于谐振腔的束团长度监测器属于非拦截测量<sup>[2]</sup>, 对束流影响小, 适于用来测量 FELiChEM 的束团长度。当束流从束流管道运动经过谐振腔时, 会在谐振腔内激励起若干的特征模式<sup>[2-4]</sup>, 通过提取所需模式的电磁场, 再经过电子学处理, 可以得到束团长度信息。相比于传统的双谐振腔束团长度监测器, 单腔束团长度监测器结构更加紧凑<sup>[5]</sup>, 但能同时耦合出两个不同频率模式的难度加大, 对频率的耦合输出要求更高。本文根据 FELiChEM 的束流参数, 设计了单谐振腔束团长度监测器及其耦合结构。

\* 收稿日期: 2021-07-08; 修订日期: 2021-12-25

基金项目: 国家重点研发计划 (2016YFA0401900, 2016YFA0401903); 国家自然科学基金项目 (12075236)

联系方式: 虞还湘, tuohx@mail.ustc.edu.cn。

通信作者: 孙葆根, bgsun@ustc.edu.cn。

## 1 理论分析

在谐振腔中,对于高斯分布的束流,进行傅里叶展开,可得到其  $n$  次谐波幅度为<sup>[6]</sup>

$$I_n = 2I_0 \exp\left(-\frac{n^2 \omega_0^2 \sigma_\tau^2}{2}\right) \quad (1)$$

式中:  $I_0$  为束流基波幅度,  $\omega_0$  为基波角频率,  $n$  表示谐波的次数,  $I_n$  为  $n$  次谐波幅度,  $\sigma_\tau$  为束团长度。

由此可以得到检测电压

$$V_n = I_n Z_n = 2I_0 \exp\left(-\frac{n^2 \omega_0^2 \sigma_\tau^2}{2}\right) Z_n \quad (2)$$

式中:  $V_n$  为谐波检测得到的电压值,  $Z_n$  为腔的分路阻抗,可以通过实际测量得到。

令  $\omega_1 = n_1 \omega_0$ ,  $\omega_2 = n_2 \omega_0$  ( $n_1$  为  $n_1$  次谐波次数,  $n_2$  为  $n_2$  次谐波次数), 则

$$V_1 = I_1 Z_1 = 2I_0 \exp\left(-\frac{\omega_1^2 \sigma_\tau^2}{2}\right) Z_1 \quad (3)$$

$$V_2 = I_2 Z_2 = 2I_0 \exp\left(-\frac{\omega_2^2 \sigma_\tau^2}{2}\right) Z_2 \quad (4)$$

式中:  $\omega_1$  和  $\omega_2$  为多次谐波的角频率,  $V_1$  和  $V_2$  分别为其所对应测得的谐波电压值。

将式(3)除以式(4)可以得到

$$\frac{V_1}{V_2} = \frac{Z_1}{Z_2} \exp\left[\frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2) \sigma_\tau^2}{2}\right] \quad (5)$$

令  $\xi = \frac{Z_2}{Z_1}$ ,  $\xi$  可以由实测得到, 则

$$\exp\left[\frac{(\omega_2^2 - \omega_1^2) \sigma_\tau^2}{2}\right] = \xi \frac{V_1}{V_2} \quad (6)$$

$$\sigma_\tau = \sqrt{\frac{2}{(\omega_2^2 - \omega_1^2)} \ln\left(\xi \frac{V_1}{V_2}\right)} \quad (7)$$

由式(7)可知,要得到束团长度,需要测量两个不同频率模式的谐波电压值。

## 2 物理设计

### 2.1 耦合模式和频率的确定

FELiChEM 的束流参数如表 1 所示。根据表 1 可知,所设计的单圆柱谐振腔需得要谐振输出 0.476 GHz 的倍率频率模式的电磁场。式(8)和式(9)为圆柱谐振腔的谐振频率公式<sup>[7]</sup>。

$$f = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{p}{l}\right)^2 + \left(\frac{\nu_{nm}}{\pi r}\right)^2}, \quad \text{TM波} \quad (8)$$

$$f = \frac{c}{2} \sqrt{\left(\frac{p}{l}\right)^2 + \left(\frac{\mu_{nm}}{\pi r}\right)^2}, \quad \text{TE波} \quad (9)$$

式中:  $\nu_{nm}$  为贝塞尔函数的根,  $\mu_{nm}$  为诺依曼函数的根,  $r$  为圆柱谐振腔半径,  $c$  是光速,  $l$  是纵向尺寸,  $p$  是纵向波数。

表 1 FELiChEM 的束流参数

Table 1 Electron beam parameters of FELiChEM

energy/MeV	energy spread/keV	bunch charge/nC	bunch length/ps	micro-pulse repetition rate/GHz
25-60	<240	1.0	2-5	0.476

在加速器中,带电粒子从谐振腔中心穿过,纵向上会有电场存在,所以通常希望在腔中建立 TM 模,为充分利用微波功率,一般选用  $\text{TM}_{010}$  模<sup>[8]</sup>。根据式(8)可知,在半径相同的情况下,要耦合出两个不同的频率,则两个频率的模式不能相同,因此选择另一个模式为  $\text{TM}_{030}$ 。最终确定的模式和频率为  $\text{TM}_{010}$  模式谐振于 0.476 GHz 的 5 次谐波 2.38 GHz, 和  $\text{TM}_{030}$  模式谐振于 0.476 GHz 的 18 次谐波 8.568 GHz。模式和频率确定下来以后,谐振腔的半径也

随之确定。通过对单谐振腔束团长度监测器结构的调整,可同时分别耦合出所需的两个模式。

## 2.2 同轴低通滤波器设计

为了减少其他模式对  $TM_{010}$  模式的干扰,设计了同轴线低通滤波器,用高阻抗线模拟串联电感,低阻抗线模拟并联电容,把若干高低阻抗线交替级联起来,就构成了低通滤波器,其构造简单,性能良好<sup>[9]</sup>。其集总元件低通原型电路如图 1 所示。

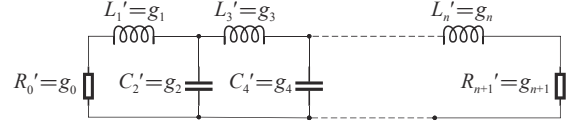


Fig. 1 Lumped circuit of low-pass prototype filter

图 1 低通原型滤波器集总电路

图 1 中,  $g_0, g_1, g_2, \dots, g_n, g_{n+1}$  是电路中各元件的数值。 $R$  为电阻,  $L$  为电感,  $C$  为电容, 下标表示元件在电路中的位置。 $L'R'C'$  表示为归一化原型电路的量。最常用的两种滤波器的响应函数如图 2 所示,  $L_A$  表示衰减,  $\omega'$  为频率,  $L_{Ar}$  为通带内的最大衰减,  $\omega_1'$  为截止频率, 0 到  $\omega_1'$  为通带, 大于  $\omega_1'$  为阻带。图 2(a) 为巴特沃斯响应曲线, 由于其通带内响应十分平坦, 故也称为最平坦响应。图 2(b) 为切比雪夫响应曲线, 其通带内的衰减响应曲线有规律性地起伏, 并且起伏幅度相等, 故也叫作等波纹响应。

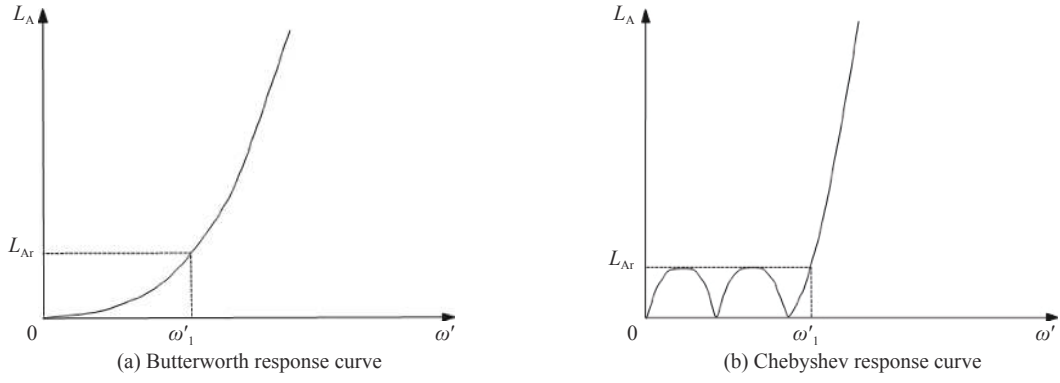


Fig. 2 Attenuation-frequency characteristics of low-pass prototype filter

图 2 低通原型滤波器的衰减-频率特性

虽然切比雪夫通带内的平坦度不如巴特沃斯, 但其过渡带内的衰减特性要优于巴特沃斯, 因此该低通滤波器采用切比雪夫特性设计。综合考虑滤波特性和结构复杂程度, 选取节数  $n$  为 5, 衰减波纹最大值  $L_{Ar}$  为 0.01 dB, 由此查表 (具体可参考文献 [9]) 可得电路中各元件归一化的数值:  $g_0=g_6=1, g_1=g_5=0.7563, g_2=g_4=1.3049, g_3=1.5773$ 。由式 (10) 到 (12) 可以计算出高阻抗线对应的电感值和低阻抗线对应的电容值。

$$L_1 = \frac{R_0}{R_0'} \frac{\omega_1'}{\omega_1} g_1 \quad (10)$$

$$C_2 = \frac{R_0'}{R_0} \frac{\omega_1'}{\omega_1} g_2 \quad (11)$$

$$L_3 = \frac{R_0}{R_0'} \frac{\omega_1'}{\omega_1} g_3 \quad (12)$$

这里,  $L_1=L_5$  为电感值,  $C_2=C_4$  为电容值,  $R_0$  为输入阻抗,  $R_6$  为负载阻抗,  $R_0=R_6=50 \Omega, R_0'=1, \omega_1'=1, \omega_1$  为低通滤波器的截止频率。

得到电感和电容的值之后, 根据式 (13) 到 (15) 可以计算出每段传输线的长度

$$L_1 \approx \frac{Z_{01}}{\omega_1} \tan \frac{\omega_1}{v_\phi} l_1 \quad (13)$$

$$C_2 \approx \frac{l_2}{Z_{02} v_\phi} \quad (14)$$

$$L_3 \approx \frac{Z_{01}}{\omega_1} \tan \frac{\omega_1}{v_\phi} l_3 \quad (15)$$

这里,  $v_\phi$  为波在同轴线中传输的相速度, 由于设计的同轴滤波器中的介质为真空, 所以  $v_\phi$  取光速。  $Z_{01}$  为电感对应的高阻抗值,  $Z_{02}$  为电容对应的低阻抗值, 高阻取  $120 \Omega$ , 低阻取  $10 \Omega$ 。由于负载和输入不影响滤波特性, 取

$l_0=l_6=5$  mm,  $\omega_1$  取 2.38 GHz, 计算得到  $l_1=l_5=6.124$  mm,  $l_2=l_4=5.235$  mm,  $l_3=11.664$  mm。外导体的内直径取 10 mm, 查表 (具体可参考文献 [9]) 可得每段传输线的直径  $d_0=d_6=4.343$  mm,  $d_1=d_3=d_5=1.351$  mm,  $d_2=d_4=8.464$  mm。滤波器的结构图如图 3 所示, 图 3(a) 为其三维模型图, 图 3(b) 为其剖面图。

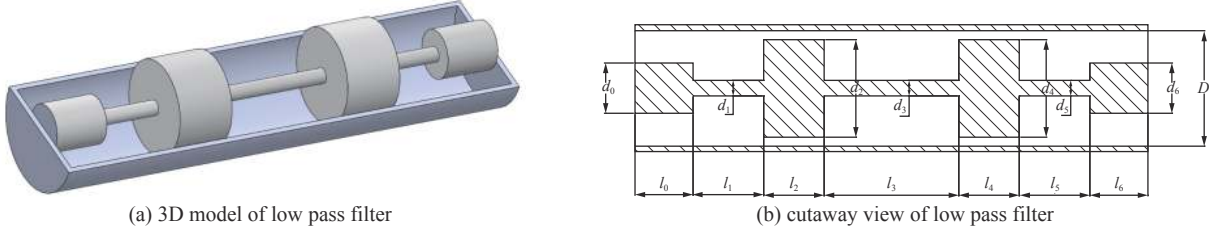


Fig. 3 Structure of low pass filter

图 3 低通滤波器的结构

在 CST 微波工作室中, 对所设计的模型进行仿真, 仿真得到该滤波器的 S 参数如图 4 所示。图 4 表明, 仿真得到该滤波器的截止频率在 2.62 GHz 左右, 该频率在  $TM_{010}$  模式与  $TM_{110}$  模式之间, 这样可以很好地去除其他模式对  $TM_{010}$  模式的干扰, 实现对单一模式的提取。

### 2.3 膜片加载波导带通滤波器设计

由前面分析可知, 束团长度的测量需要同时耦合出两个不同频率模式的信号, 为了能更好地耦合出  $TM_{030}$  模式, 提出利用膜片加载波导带通滤波器来作为  $TM_{030}$  模式的耦合器。在高频通信中, 矩形波导组成的带通滤波器十分常见<sup>[10]</sup>, 而膜片加载波导带通滤波器是其中典型应用之一, 它利用波导段作为串联谐振器, 用膜片形成的并联电感作为谐振器间的耦合结构<sup>[11]</sup>, 其电路示意图如图 5 所示。图 5 中,  $K$  为各谐振器间的阻抗变换器, 下标表示在电路中的位置。

所设计的滤波器要能传导输出 8.568 GHz 的信号, 因此选择型号为 R84 的矩形波导, 该波导的主模频率范围为 6.57 GHz 到 9.99 GHz, 矩形波导横截面的宽度  $a=28.499$  mm, 矩形波导横截面的高度  $b=12.624$  mm<sup>[12]</sup>。

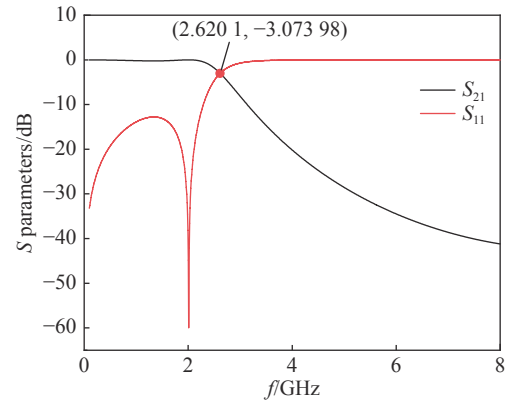


Fig. 4 S parameters of low pass filter

图 4 低通滤波器的 S 参数

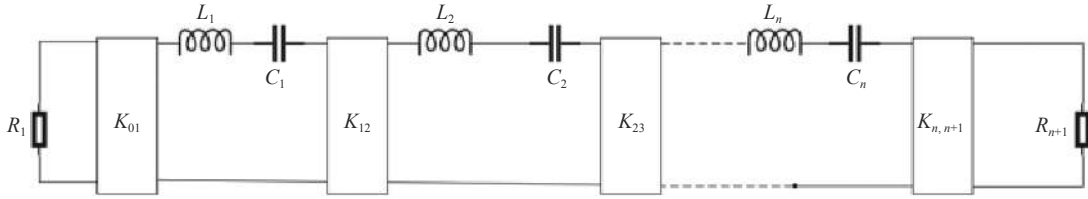


Fig. 5 Circuit of diaphragm-loaded waveguide band-pass filter

图 5 膜片加载波导带通滤波器的电路

同样综合考虑滤波特性和结构复杂程度, 滤波器选择节数  $n$  为 3 的切比雪夫滤波器, 衰减波纹最大值  $L_{Ar}$  取 0.5 dB, 查表可得各元件数值:  $g_0=g_4=1$ ,  $g_1=g_3=1.5963$ ,  $g_2=1.0967$ 。由此可得该滤波器的阻抗变换器的阻抗值  $K$ , 如式 (16) 所示

$$\begin{aligned} \frac{K_{01}}{Z_0} &= \sqrt{\frac{\pi W_\lambda}{2g_0g_1\omega'_1}} \\ \frac{K_{j,j+1}}{Z_0} &= \frac{\pi W_\lambda}{2\omega'_1} \frac{1}{\sqrt{g_jg_{j+1}}}, j = 1 \sim n-1 \\ \frac{K_{n,n+1}}{Z_0} &= \sqrt{\frac{\pi W_\lambda}{2g_n g_{n+1}\omega'_1}} \end{aligned} \quad (16)$$

其中:  $W_\lambda = \frac{\lambda_{g1} - \lambda_{g2}}{\lambda_{g0}}$ ,  $\lambda_{g0} = \frac{\lambda_{g1} + \lambda_{g2}}{2}$ ,  $W_\lambda$  为相对带宽,  $\lambda_{g0}$ ,  $\lambda_{g1}$ ,  $\lambda_{g2}$ ,  $\lambda_g$  是在频率  $\omega_0$ ,  $\omega_1$ ,  $\omega_2$ ,  $\omega$  上的波导波长,  $\omega_0$  为带通滤

波器的中心频率,  $\omega_1$ ,  $\omega_2$  分别为其上下截止频率,  $\omega$  为带通滤波器频率变量,  $Z_0$  为矩形波导的特性阻抗。

得到阻抗变换器的阻抗后, 就可以对电感膜片的尺寸以及谐振器的长度进行设计, 该滤波器采用薄膜片, 故膜片的电抗  $X$  与  $K$  的关系为

$$\frac{X_{j,j+1}}{Z_0} = \frac{K_{j,j+1}/Z_0}{1 - (K_{j,j+1}/Z_0)^2} \quad (17)$$

由此可计算得到各谐振器的电长度  $\theta_j$ ,

$$\theta_j = \frac{l_j}{\lambda_{g0}} = \pi - \frac{1}{2} \left[ \arctan\left(\frac{2X_{j-1,j}}{Z_0}\right) + \arctan\left(\frac{2X_{j,j+1}}{Z_0}\right) \right], j = 1 \sim n \quad (18)$$

式中:  $l_j$  为各谐振器的实际长度,  $j$  表示不大于  $n$  的整数。

根据各耦合膜片的感抗, 查表(可参考文献[9])可设计出膜片的尺寸。膜片厚度  $t=1.2$  mm, 同样输入和输出不影响滤波特性, 令  $l_0=l_4=15$  mm。由于滤波器中心对称, 所以  $l_1=l_3$ ,  $d_{01}=d_{34}$ ,  $d_{12}=d_{23}$ ,  $d_{01}$  表示长度为  $l_0$  和长度为  $l_1$  谐振器之间的耦合膜片空隙的宽度,  $d_{12}$ ,  $d_{23}$ ,  $d_{34}$  的含义与  $d_{01}$  相类似。在 CST 工作室中根据仿真结果对滤波器结构进行调整, 最终优化尺寸如表 2 所示。波导带通滤波器三维结构如图 6 所示, 图 7 为其剖面图。

表 2 带通滤波器参数

Table 2 Parameters of band pass filter

$d_{01}/\text{mm}$	$d_{12}/\text{mm}$	$a/\text{mm}$	$b/\text{mm}$	$l_0/\text{mm}$	$l_1/\text{mm}$	$l_2/\text{mm}$	$t/\text{mm}$
10.54463	6.26978	28.499	12.624	15	21.19	22.47	1.2

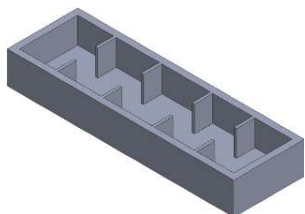


Fig. 6 3D model of band pass filter  
图 6 带通滤波器的三维模型结构

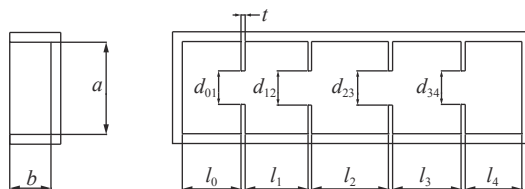


Fig. 7 Cutaway view of band pass filter  
图 7 带通滤波器的剖面图

利用 CST 微波工作室, 仿真得到该带通滤波器的 S 参数如图 8 所示,  $S_{11}$  为其回波损耗,  $S_{21}$  为插入损耗, 从图 8 可以看出, 该滤波器通带带宽窄, 在 8.568 GHz 处, 回波损耗小于 -3 dB, 满足设计要求。

#### 2.4 单谐振腔束团长度监测器探头设计

谐振腔的模式和频率确定下来以后, 利用式(19), 可以计算得到谐振腔的半径

$$r = \frac{c v_{nm}}{2\pi f} \quad (19)$$

式中:  $r$  为谐振腔半径,  $c$  为光速,  $v_{nm}$  为贝塞尔函数的根,  $f$  为频率。

利用式(19), 由  $f_1=2.38$  GHz 和  $v_{01}=2.405$  得到  $r_1=48.25$  mm。

由  $f_2=8.568$  GHz 和  $v_{03}=8.654$  得到  $r_1=48.27$  mm( $f_1$  和  $f_2$  的确定见 2.1 节,  $v_{01}$  和  $v_{03}$  分别为 0 阶贝塞尔函数的第 1 和第 3 个根, 为常数, 查表可得)。

通过两个模式的频率计算出来的谐振腔半径并不完全相同, 加入束流管道之后谐振频率会有所偏移, 通过调整谐振腔的半径和耦合结构, 可以同时输出所需的两个模式。最终优化设计出的束团长度监测器的结构如图 9 所示。圆柱谐振腔中心和束流管道中心重合, 圆柱谐振腔的半径为 51.8 mm, 束流管道半径为 17.5 mm, 纵向方向上的尺寸对耦合模式的频率影响不明显, 取谐振腔纵向长 12 mm, 束流管道纵向长度为 110 mm, 耦合孔的大小为  $10.5 \text{ mm} \times 0.4 \text{ mm} \times 12 \text{ mm}$ , 同轴低通滤波器的中心偏移束流管道中心 24 mm 左右对称安装, 波导滤波器在单圆柱谐振腔上下

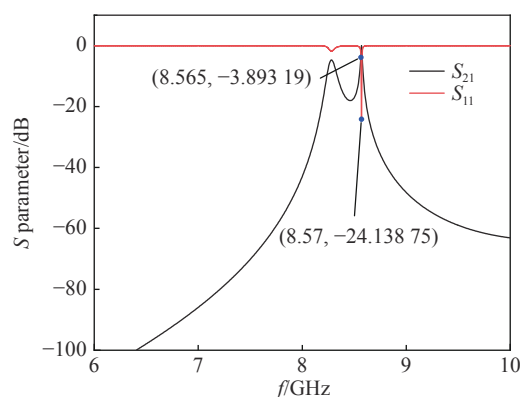


Fig. 8 S parameters of band pass filter  
图 8 带通滤波器的 S 参数



的耦合孔上对称安装。

### 3 模拟仿真测量

当束流从束流管道流经圆柱谐振腔时,会在谐振腔内激励起若干的本征模式,其中就包括  $TM_{010}$  模式和  $TM_{030}$  模式<sup>[13]</sup>。 $TM_{010}$  模式的电磁场用同轴低通滤波器耦合出来,由探针和同轴线引出,经后续电子学处理下变频到 500 MHz。而波导带通滤波器耦合出  $TM_{030}$  模式的电磁场由波导同轴转换器引出,同样经后续电子学处理下变频到 500 MHz<sup>[14]</sup>。将下变频得到的信号送入 Libera 处理器<sup>[15]</sup>中,根据式(7),可以得到束团长度信息。利用 CST 粒子工作室,按照表 1 的参数,设置模拟电子束,束团长度设置为 5 ps,添加波端口,仿真得到该监测器激励出的电场模式如图 10 所示,图 10(a)为  $TM_{010}$  模式场分布,图 10(b)为  $TM_{030}$  模式场分布。端口输出信号如图 11 所示,图 11(a)为低通滤波器端口输出的信号,图 11(b)为带通滤波器端口输出的信号。

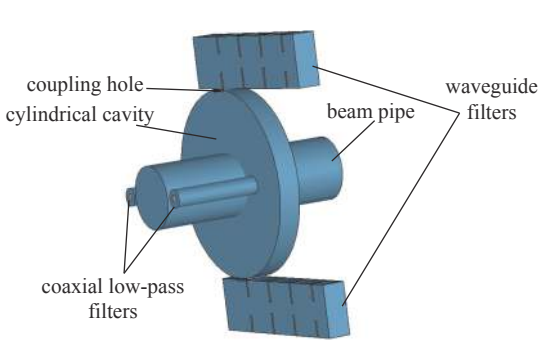


Fig. 9 Structure of bunch length monitor

图 9 单谐振腔束团长度监测器结构

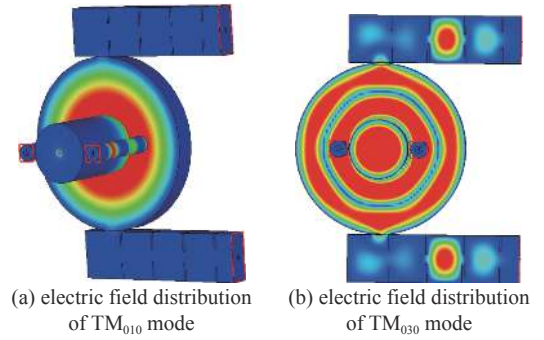
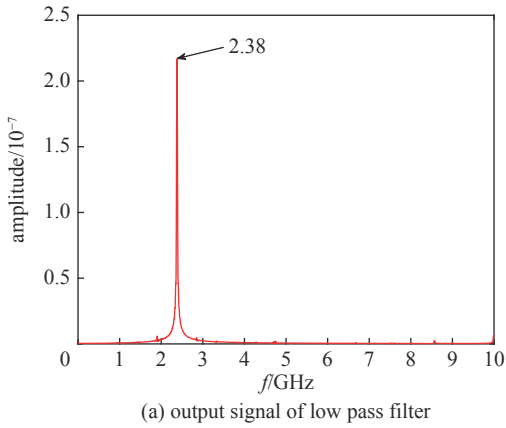
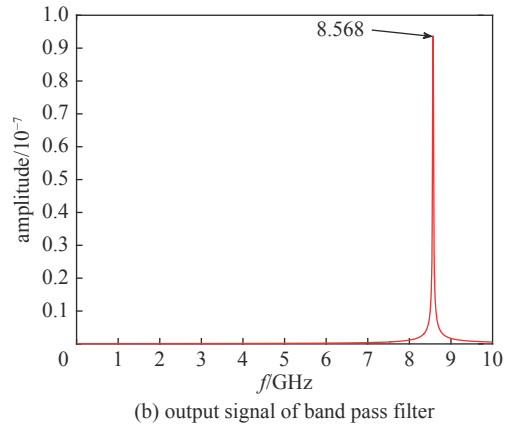


Fig. 10 Electric field distribution of coupling mode

图 10 耦合模式的场分布



(a) output signal of low pass filter



(b) output signal of band pass filter

Fig. 11 Port output signals

图 11 端口输出信号

从图 11 可以看出,利用滤波器耦合信号可以很好地去除其他模式的信号对所需信号的干扰,这有利于后期电子学模块对信号的处理。在 CST 粒子工作室中,加载束流并多次改变束团长度,对其进行模拟测量,得到的结果如表 3 所示。 $V_{TM010}$  是  $TM_{010}$  模式的频谱幅度, $V_{TM030}$  是  $TM_{030}$  模式的频谱幅度。

表 3 束团长度仿真结果

Table 3 Simulation results of bunch length

bunch length/ps	$V_{TM010}/10^{-7}$	$V_{TM030}/10^{-7}$	$V_{TM010}/V_{TM030}$	measured bunch length/ps	relative error/%
2	2.175	0.966	2.251	2.03	1.50
3	2.174	0.959	2.266	2.99	0.33
5	2.168	0.937	2.313	4.91	1.80
10	2.147	0.840	2.557	9.93	0.70
15	2.116	0.700	3.024	14.94	0.40
20	2.074	0.542	3.828	19.97	0.15

由表 1 可知, FELiChEM 束团长度为 2~5 ps, 而表 3 显示, 该单谐振腔束团长度监测器在 2~20 ps 内的测量误差小于 2%, 满足 FELiChEM 的束团长度的测量要求。与直接使用探针耦合的单谐振腔相比, 使用滤波器耦合输出的信号干扰明显减少。在实际测量中, 束流在横向上的偏移会对束团长度的测量带来影响, 若束流横向偏移在 1 mm 以内, 此时束团长度测量的相对误差在 5% 以内, 满足实际测量要求。倘若束流横向偏移超过 1 mm, 我们对输出信号幅度加以修正, 利用修正后的幅值进行束团长度的测量<sup>[2]</sup>。此外, 探针和同轴线对信号的引出都会产生噪声, 这需要对后期信号处理模块进行进一步的研究。

## 4 结 论

本文基于束团长度测量理论和滤波器设计原理, 将滤波器与单谐振腔结合在一起, 利用 CST 微波工作室和粒子工作室进行仿真, 设计出能同时耦合输出  $TM_{010}$  和  $TM_{030}$  模式的束团长度监测器探头, 并且减少了其他模式对输出信号的干扰。仿真结果验证了该探头用来测量 FELiChEM 的束团长度的正确性, 解决了单谐振腔中如何互不干扰地提取出两个不同频率模式的问题。

**致 谢** 感谢中国科学院大连化学物理研究所王妍给予的指导和帮助。

## 参考文献:

- [1] Li Heting, Jia Qika, Zhang Shangcai, et al. Design of FELiChEM, the first infrared free-electron laser user facility in China[J]. *Chinese Physics C*, 2017, 41: 018102.
- [2] 王妍. 基于谐振腔的直线加速器束团长度诊断技术研究[D]. 合肥: 中国科学技术大学, 2020. (Wang Qian. Study of the cavity-based bunch length diagnostic technology for linac[D]. Hefei: University of Science and Technology of China, 2020)
- [3] Chen Jian, Leng Yongbin, Yu Luyang, et al. Beam test results of high  $Q$  CBPM prototype for SXFEL[J]. *Nuclear Science and Techniques*, 2017, 28: 51.
- [4] 曹珊珊, 冷用斌, 袁任贤, 等. 基于双腔探头的流强精确测量[J]. *核技术*, 2019, 42: 040101. (Cao Shanshan, Leng Yongbin, Yuan Renxian, et al. Study on precise bunch current measurement based on dual cavity monitor[J]. *Nuclear Techniques*, 2019, 42: 040101)
- [5] 王妍, 罗箐, 孙葆根. 单谐振腔束团长度监测器的设计与仿真[J]. *强激光与粒子束*, 2017, 29: 115101. (Wang Qian, Luo Qing, Sun Baogen. Design and simulation of a bunch length monitor for linac based on single cavity[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2017, 29: 115101)
- [6] Guo Jiang, Zhou Zeran, Luo Qing, et al. Design and simulation of  $TM_{020}$  cavity bunch length monitor[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2016, 28: 095104.
- [7] 裴元吉. 电子直线加速器设计基础[M]. 北京: 科学出版社, 2013. (Pei Yuanji. Basics of electron linear accelerator design[M]. Beijing: Science Press, 2013)
- [8] Roberts B, Mammei R R, Poelker M, et al. Compact noninvasive electron bunch-length monitor[J]. *Physical Review Accelerators and Beams*, 2012, 15: 122802.
- [9] 甘本祯, 吴万春. 现代微波滤波器的结构与设计与[M]. 北京: 科学出版社, 1973. (Gan Benfu, Wu Wanchun. The structure and design of modern microwave filter[M]. Beijing: Science Press, 1973)
- [10] Jarry P, Pham J M, Roquebrun O, et al. A new class of dual-mode asymmetric microwave rectangular filter[C]//IEEE International Symposium on Circuits & Systems. Phoenix-Scottsdale: IEEE, 2002.
- [11] Chen T S. Characteristics of waveguide resonant-iris filters (correspondence)[J]. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, 1967, 15(4): 260-262.
- [12] 徐锐敏, 唐璞, 薛正辉, 等. 微波技术基础[M]. 北京: 科学出版社, 2009. (Xu Ruimin, Tang Pu, Xue Zhenghui, et al. Fundamentals of microwave technology[M]. Beijing: Science Press, 2009)
- [13] Wang Qian, Wu Y W, Luo Qing, et al. Design and simulation of the waveguide coupler for the cavity beam monitor[C]//9th International Particle Accelerator Conference. 2018: 4932-4935.
- [14] 崔艳艳. BEPCII 直线加速器束团长度监测器研究[D]. 北京: 中国科学院高能物理研究所, 2007. (Cui Yanyan. Studies on bunch length monitor for BEPCII linac[D]. Beijing: Institute of High Energy Physics, Chinese Academy of Sciences, 2007)
- [15] 邹俊颖, 方佳, 孙葆根, 等. Libera Brilliance Single Pass束流位置处理器性能测试[J]. *强激光与粒子束*, 2012, 24(12): 2893-2896. (Zou Junying, Fang Jia, Sun Baogen, et al. Characterization test of Libera Brilliance Single Pass processor[J]. *High Power Laser and Particle Beams*, 2012, 24(12): 2893-2896)